# NOWY ELEKTRONIK

11/91

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 6000 zł

# SPIS TREŚCI



## Jak zamieścić ogłoszenie w "NE"

Aby zamieścić ogłoszenie w "NOWYM ELEKTRONIKU" należy przesłać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. "ARTCOM", Redakcja "Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

## CENY

- 1 $cm^2$ ogłoszenia 5.000zł (najmniejsze ogłoszenie 20 $cm^2$)
- ogłoszenia drobne do 40 słów od osób prywatnych 1.000zł za słowo
- ogłoszenia drobne powyżej 40 słów i ogłoszenia od firm 3.000zł za słowo

Za treść ogłoszenia redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

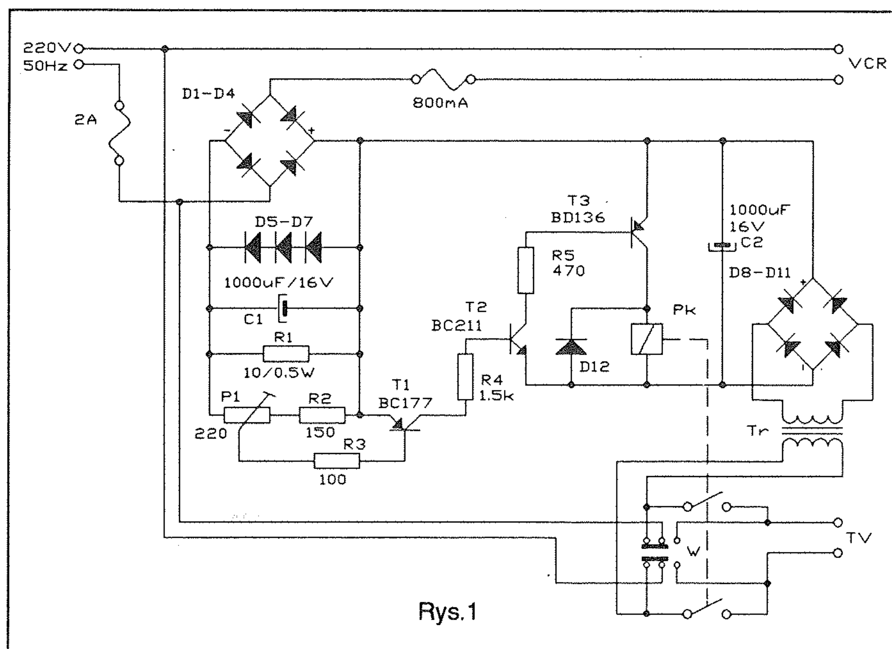

Adres Redakcji - P.W. "ARTCOM", Redakcja "NOWEGO ELEKTRONIKA", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg, tel.284-44
Redaktor naczelny - J.Ryszard Świątkowski
Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.
Wydawca - P.W."ARTCOM"
Skład - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im. W. Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5


# Włączanie TV za pomocą magnetowidu

**Współpraca magnetowidu SANYO VHR-5100EE z telewizorem ELEKTRON C 322D-I skłoniła nas do zaprojektowania i wykonania poniższego układu. Pomysł narodził się stąd, iż magnetowid posiadał pilota, natomiast telewizor był go pozbawiony. Założeniem przy projektowaniu było załączanie i wyłączanie pilotem magnetowidu zarówno magnetowidu jak i telewizora. Założono także brak ingerencji w układy wewnątrz magnetowidu i telewizora.**

Automatyczny włącznik telewizora zbudowano wykorzystując tylko części krajowe. Układ działa na zasadzie zmiany poboru prądu przez magnetowid w stanie spoczynku i stanie załączenia. Układ poprawnie zmontowany powinien działać po ustawieniu potencjometrem P1 prądu załączania większego od prądu spoczynkowego magnetowidu a mniejszego od prądu roboczego. Prąd pobierany przez magnetowid jest prostowany przez mostek diodowy D1-D4, wygładzony przez kondensator C1 i przepływa przez rezystor R1 a częściowo przez rezystory R1, P1 i R3, bazę tranzystora T1. Powoduje on na nich spadek napięcia proporcjonalny do swojej wartości. Potencjometr P1 i rezystor R2 stanowią dzielnik napięcia i powodują w chwili osiągnięcia na ślizgaczu P1 napięcia ok.0,6V przepływ prądu przez bazę tranzystora T1 i rezystor R3. Rezystor R3 zabezpiecza bazę tranzystora T1 przed nadmiernym prądem w przypadku skrajnego położenia ślizgacza P1. Diody D5-D7 w przypadku poboru przez magnetowid prądu powyżej 200mA zaczynają przewodzić, bocznikując rezystor R1 i nie dopuszczając do jego przeciążenia. Prąd bazy tranzystora T1 powoduje przepływ prądu w obwodzie kolektora T1, a przez rezystor R4 w obwodzie bazy T2, co z kolei powoduje przepływ prądu w obwodzie kolektora T2, rezystora R5 i bazy T3, którego prąd kolektora wysterowuje przekaźnik Pk. Tranzystor T3 jest zabezpieczony przed samoindukcją cewki przekaźnika diodą D12. Układ tranzystorów posiada bardzo silne wzmocnienie prądowe (równe iloczynowi $\beta$ poszczególnych tranzystorów). Maksymalny prąd jest jednak ograniczony rezystorami R3, R4, R5 i rezystancją cewki Pk. Wynikające z tego silne przesterowanie powoduje pewne załączenie przekaźnika. Układ jest zasilany przez transformator dzwonkowy (odczep 3V) i mostek diodowy D8-D11. Napięcie stałe ok.5V jest filtrowane przez kondensator C2. Wyłącznik W (Isostat) umożliwia odłączenie zasilania układu przy jednoczesnym załączeniu zasilania telewizora na stałe. Diody D1-D7 przed zniszczeniem zabezpiecza bezpiecznik 800mA, a styki przekaźnika bezpiecznik 2A.

Układ prototypowy został zbudowany na płytce drukowej umieszczonej w obudowie z tworzywa sztucznego. Na zewnątrz obudowy znajdują się dwa gniazda sieciowe i wyłącznik W. Transformator dzwonkowy nasycono żywicą epoksydową i zamontowano bez obudowy aby ułatwić chłodzenie i zmniejszyć przydźwięk akustyczny spowodowany drganiem blach rdzenia. Ze względu na ilość ciepła wydzielanego przez układ nie powinien on być zasilany napięciem przekraczają-



Rys.1

cym 6V. Układ wyłącza telewizor z pewną zwłoką (ok.0,5s) w związku z ładowaniem się kondensatorów magnetowidu i rozładowywaniem się kondensatora C1.

## Uruchomienie:

Po zmontowaniu płytki i sprawdzeniu zgodności montażu ze schematem płytkę montuje się w obudowie wraz z transformatorem. Na zewnątrz obudowy przykręca się dwa gniazda sieciowe. Gniazda możemy także umieścić wewnątrz obudowy, stosując do tego celu gniazda natynkowe (bez ich obudowy). Należy przy tym pamiętać, aby wcześniej w bocznej ściance obudowy AWM (automatycznego wyłącznika magnetowidu) wywiercić otwory na bolce wtyczek magnetowidu i telewizora i otwory pod wkręty mocujące. Układ zmontowany prawidłowo z pełnosprawnych elementów powinien przy próbnym uruchomieniu zadziałać od razu. Przeprowadzając próbne uruchomienie należy pod gniazdo telewizyjne podłączyć żarówkę 220V, a pod gniazdo magnetowidu żarówkę 220V/60W i wcisnąć wyłącznik W układu. Załączenie i wyłączenie żarówki podłączonej pod gniazdo magnetowidu powinno spowodować synchroniczne załączenie żarówki podłączonej pod gniazdo telewizyjne. Jeśli uruchomienie próbne wypadło pomyślnie przystępujemy do regulacji układu. Pod gniazdo telewizyjne mamy podłączoną żarówkę a pod gniazdo magnetowidu - magnetowid. Załączamy magnetowid, a następnie kręcąc potencjometrem P1 wyłączamy żarówkę (jeśli świeci). Później kręcąc w przeciwną stronę powodujemy jej załączenie i pewne chwycenie przekaźnika (bez słyszalnych drgań styków). Po wyłączeniu magnetowidu (przyciskiem FUNCTION lub STOP), żarówka powinna zgasnąć. Jeśli nie zgaśnie musimy potencjometrem ruszyć w stronę przeciwną niż poprzednio do momentu wyłączenia żarówki i zaprzestania wibracji przekaźnika. Po załączeniu magnetowidu żarówka powinna się zaświecić. Jeśli po kilkakrotnym załączeniu i wyłączeniu magnetowidu żarówka pewnie zaświeca się i gaśnie regulację możemy uznać za zakończoną i na miejsce żarówki podłączyć telewizor, w którym wyłącznik SIEĆ zostaje wciśnięty, a jego załączenie odbywa się tylko poprzez załączenie magnetowidu.

## UWAGA!

Układ jest galwanicznie połączony z siecią. Przy regulacji należy zachować szczególną ostrożność, używać izolowanego wkrętaka ze względu na możliwość porażenia prądem.

Regulacja da pozytywne rezultaty, gdy prąd jałowy magnetowidu nie będzie przekraczał 150mA, a prąd roboczy będzie przekraczał 60mA.

Układ prototypowy działa niezawodnie od kilku miesięcy. Magnetowid wysterowuje telewizor sygnałem w.cz., do którego dostrojona jest pierwsza sekcja programatora telewizora załączająca się samoczynnie po włączeniu telewizora do sieci.

## Wykaz elementów:

Rezystory:

R1 - 0,5W, pozostałe - 0,125W

W - wyłącznik typu Isostat

Diody:

D1-D12 - BYP401-50

Transformator Tr:

dzwonkowy 220V/3-5-8V (uzwojenie 3V)

Pk - przekaźnik MT6

*Życzymy powodzenia w uruchamianiu i eksploatacji układu.*

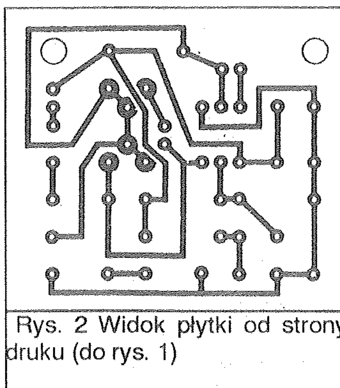
Roman Barszczyk
Dariusz Buczko

# Generator szumów

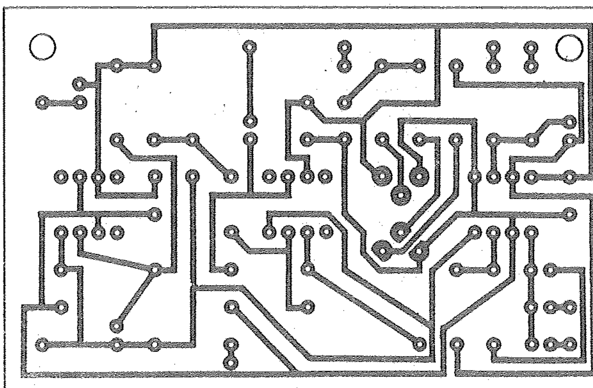
Na rys.1 przedstawiony jest schemat prostego generatora szumów. Źródłem szumów jest tutaj złącze baza-emiter tranzystora. Jest tutaj wykorzystane zjawisko powstania względnie wysokiego poziomu szumów przy przebiciu warstwy zaporowej. Prąd jest ograniczony przez wysokoomowy rezystor. W tym układzie napięcie $U_s$=12V jest wystarczające do przebicia złącza. Nastawnym rezystorem reguluje się częstotliwość graniczną i wzmocnienie. Na rys.2 przedstawiona jest płytk od strony druku. Na rys.3 przedstawiony jest schemat innego generatora szumów. Centralną część stanowi źródło szumu, którym jest złącze baza-emiter tranzystora. Sygnał jest wzmacniany we wzmacniaczu A3 i doprowadzony do audio-wzmacniacza. Wzmacniacz A3 służy do nastawiania napięcia. Napięcie to jest podawane na wzmacniacz operacyjny

Rys.1 Schemat prostego generatora szumów

Rys. 3 Schemat generatora szumów


Rys. 2 Widok płytki od strony druku (do rys. 1)

A2. Nastawnym rezystorem można ustalić maksymalną skuteczną wartość. Napięcie wyjściowe jest sygnałem piłokształtnej formy o niskiej częstotliwości 1Hz. Dodatkowy tranzystor działa jako rezystorowy regulator prądu. Wzmacniacze A2 i A1 tworzą razem "Sygnał szumu przypływu". Wzmacniacz A1 pracuje jako przerzutnik a wzmacniacz A2 jako integrator. Występuje więc tutaj liniowe narastanie i opadanie napięcia. Nachylenie charakterystyki dla narastania i opadania zbocza impulsu napięcia może być regulowane potencjometrem. Układ diód zapewnia możliwość oddzielnej regulacji narastania i opadania. Częstotliwość regulowana jest potencjometrem. Napięcie $U_s$ powinno wynosić co najmniej 15V i być odpowiednie dla wykorzystywanych wzmacniaczy operacyjnych. Podczas strojenia układu suwak nastawnego rezystora RP4 4,4kΩ jest zwierany do masy. Nastawnym rezystorem RP3 220kΩ ustawia się wówczas lekki słyszalny szum. Podstawowym szumem układu jest "szum morza". Można też uzyskać "falę" o czasie trwania 1 sek. Można jeszcze "pobawić się" potencjometrami i osiągać inne efekty np. "szum pary". Na rys.4 przedstawiona jest płytka od strony druku.


Rys. 4 Widok płytki od strony druku (do rys. 3)

mgr inż. Zbigniew Pędzik

*Literatura:*
*FUNKAMATEUR 5/90*

# Stereofoniczny wzmacniacz dużej mocy zbudowany na tranzystorach typu FET cz. 1

Wzmacniacz ten gwarantuje wysoką jakość i wierność przetwarzania dźwięku co odzwierciedlają parametry zamieszczone poniżej.

Dane techniczne:

* Moc wyjściowa - 250W/kanał przy obciążeniu 4 lub 8Ω.

* Charakterystyka częstotliwościowa (-3dB) - 5Hz do 1,1MHz przy mocy wyjściowej 1W, 5Hz do 330kHz przy mocy wyjściowej 250W.

* Zniekształcenia <0,05% intermodulacyjne,<0,05% całkowite zniekształcenia harmoniczne (THD) 20Hz-20kHz.

* Stosunek sygnał/szum > 100dB.

* Współczynnik tłumienia drgań ->500 do 1kHz z obciążeniem 8Ω.

* Czas narastania sygnału wyjściowego < 0,5μs przy $80V_{s-s}$.

* Szybkość narastania napięcia wyjściowego > 160V/μs.

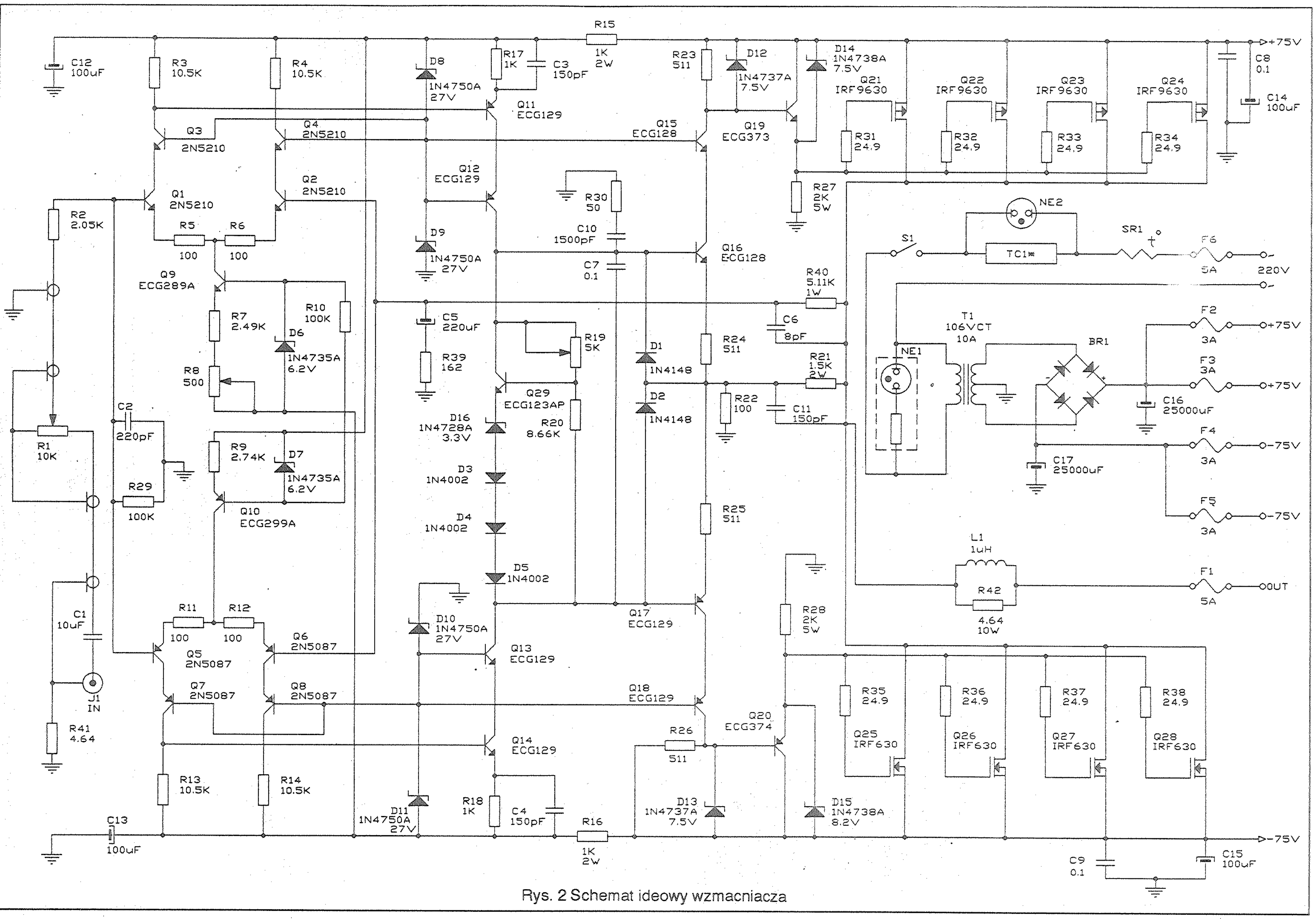
Jedną z najważniejszych cech tego projektu jest zastosowanie wyjściowych tranzystorów mocy MOSFET w układzie komplementarnym. Tranzystory te eliminują wiele problemów związanych zazwyczaj z ich bipolarnymi odpowiednikami. Charakterystyki tranzystorów polowych MOS potrzebne do projektowania wzmacniaczy sygnału audio były opracowywane przez kilka lat. Jednakże przez długi czas dostępne były tylko tranzystory z kanałem N. Dopiero ostatnio ukazały się ich odpowiedniki z kanałem P (po rozsądnych cenach) co umożliwiło projektowanie wzmacniaczy o znakomitej jakości i mniejszej komplikacji.

## Dlaczego tranzystory MOSFET ?

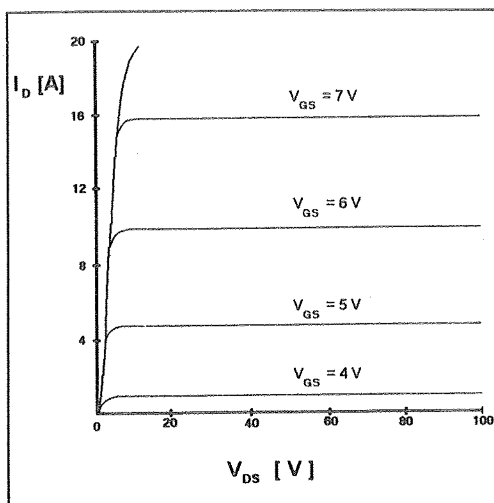
Chociaż w ewolucji tranzystorów MOSFET ogromną rolę odegrało wykorzystanie ich źródeł mocy, to jednak jest wiele przyczyn, dla których nadają się one idealnie do stopni wyjściowych wzmacniaczy. Przede wszystkim pozwalają one zaprojektować wzmacniacz o bardzo szerokim paśmie przenoszenia, dużej szybkości narastania napięcia wyjściowego, małych zniekształceniach i wyjątkowej prostocie. O ile czasy przełączania bipolarnych tranzystorów mocy wynoszą 100ns... 1μs, o tyle dla tranzystorów mocy MOS mieszczą się w zakresie 10ns... 100ns. Ponadto nie występuje mechanizm drugiego przebicia lub inaczej przebicia cieplnego. Ponieważ złącze ma skończoną rezystancję termiczną względem otoczenia, każdy przyrost mocy wydzielonej w złączu powoduje przyrost temperatury złącza. Przyrost temperatury prowadzi z kolei do wzrostu prądu wstecznego złącza, co przy stałym napięciu polaryzacji powoduje wzrost wydzielanej w złączu mocy, wzrost temperatury złącza i kolejny wzrost prądu. Ten mechanizm dodatniego sprzężenia prądowo-temperaturowego prowadzi do wzrostu prądu wstecznego złącza ze wzrostem napięcia polaryzacji, a nawet pojawienia się tzw. ujemnej rezystancji dynamicznej złącza, tj.odcinka charakterystyki prądowo-napięciowej, w którym wzrostowi prądu złącza towarzyszy zmniejszenie spadku napięcia na nim. Tak więc ograniczenie prądowe obszaru pracy dozwolonej (którego nieprawidłowe działanie jest często notowane) musi być wykorzystywane w układach bipolarnych. Ponieważ MOSFET-y nie wykazują drugiego przebicia, przy ich wykorzystaniu można budować urządzenia prostsze i bardziej niezawodne. Charakterystyki tranzystorów wykorzystywanych w tym wzmacniaczu pokazane są na rys.1. Tranzystory te są oczywiście sterowane napięciowo. Kiedy napięcie bramka-źródło, $V_{GS}$, spadnie poniżej ok.3,5V wówczas prąd dren-źródło, $I_D$, szybko spada do zera. Jest to napięcie progowe bramki, $V_T$. Powyżej $V_T$ transkonduktacja tworzy wielkość asymptotyczną, wynoszącą średnio około 3A prądu źródła na 1V wzrastającego napięcia bramka-źródło, $V_{GS}$ (mierzone przy $V_{DS}$=const., $\Delta I_D/\Delta V_{GS}$=3 simensy).

## Rzut oka na układ.

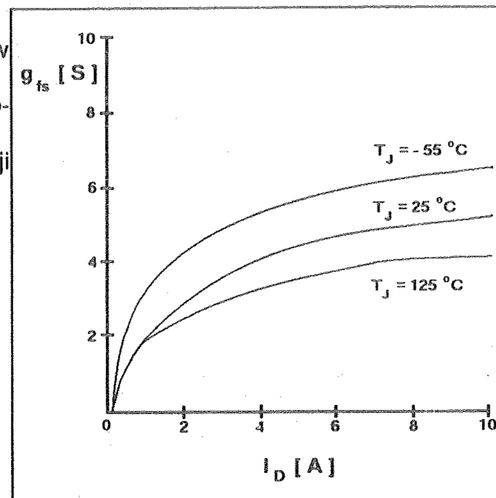
Stereofoniczny wzmacniacz mocy składa się z czterech głównych stopni: wejściowego wzmacniacza napięciowego, inwertera z układem sterującym oraz stopnia wyjściowego. Schemat wzmacniacza (1 kanał) jest pokazany na rys.2.



Rys. 2 Schemat ideowy wzmacniacza




Rys.1 Charakterystyki tranzystorów MOSFET
a) typowa charakterystyka wyjściowa IRF630
b) typowa charakterystyka w funkcji prądu drenu dla IRF630




Tranzystory Q21 do Q28 są tranzystorami mocy wyjściowej (użytecznej) typu MOSFET o kanałach typu P i N. Każdy z nich ma możliwość wniesienia minimum 6A prądu wyjściowego do wymaganej wartości szczytowej prądu. Ponieważ pracują one w konfiguracji wspólnego źródła, stopień wyjściowy posiada wzmocnienie napięciowe i tranzystory muszą być spolaryzowane z uwzględnieniem szyn zasilania. Główną zaletą tego rodzaju rozwiązania jest to, że bipolarny stopień sterujący nie musi "wahać" bardzo dużego napięcia, lecz wyjścia mogą "wahać się" od szyny do szyny. (Stopień wyjściowy o wspólnym drenie wymagałby od stopnia sterującego kołysania całego zakresu napięcia wyjściowego co, z polaryzacją, mogłoby oznaczać, że dla tego stopnia wymagane byłyby dodatkowe oddzielne wysokonapięciowe źródła zasilania, lub wyjścia nie wahałyby się między szynami zasilania. To spowodowałoby mniej efektywne działanie stopnia.)

Relatywnie wysoka pojemność bramki tranzystorów mocy MOSFET powoduje również łatwiejsze sterowanie w konfiguracji wspólnego źródła. Nie występuje wówczas efekt Millera, a pojemność bramka-źródło wskutek ujemnego sprzężenia zwrotnego ulega silnej redukcji.

Rezystory R31 do R38 pomagają stłumić drgania pasożytnicze, które mogą pojawić się przy użyciu ekstremalnie szybkich tranzystorów. Diody Zenera D14 i D15 ograniczają wielkość energii niezbędną dla wyjścia.

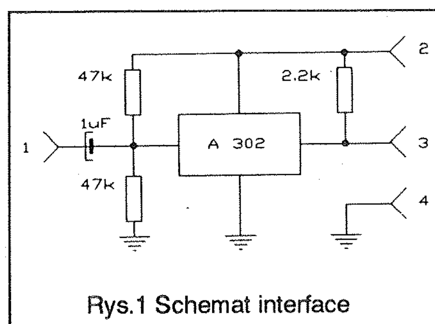
Stopień inwertera z układem sterującym składa się z tranzystorów Q15 do Q20. Jego celem jest dostarczenie polaryzacji i sygnałów sterowania do stopnia wyjściowego FET. Napięcie polaryzacji wynosi około 3,5V z uwzględnieniem źródła. Powyżej tego progu napięcie będzie wzrastać o około 0,3V na 1A prądu wyjściowego. Tranzystor Q29 tworzy konwencjonalny wzmacniacz napięciowy, który w tym przypadku wzmacnia napięcie poprzez diody D3, D4, D5 i D16 do około 7V. Siedmiowoltowa polaryzacja jest obecna na bazach Q16 i Q17, które tworzą parę tranzystorów komplementarnych kaskadowych wzmacniaczy. Wyjściowe 10-krotne wzmocnienie na stopień ustalają rezystory R21, R22, R25 i R26. Napięcie generowane przez Q29 jest dzielone na pół i odbijane na dwie szyny zasilające jako para napięć polaryzujących przez rezystory R23 i R26. Napięcia te, razem ze zmiennoprądowymi sygnałami sterującymi pochodzącymi od poprzedniego stopnia, przechodzą do emiterów Q19 i Q20, które mają wysokoprądowo sterowaną pojemność wytworzoną przez reaktancję pojemnościową bramek tranzystorów wyjściowych. Użycie tutaj stopni kaskadowych, tak jak w sekcjach wejściowej i wzmocnienia napięciowego, ma ogromne znaczenie przy podziale napięcia emiter-kolektor i zrzutach mocy między dwa tranzystory na szynę.

Witold Dąbrowski

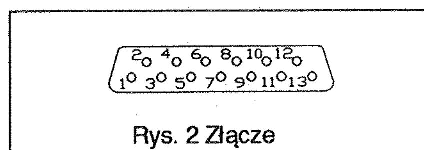
c.d.n.

# Intrface do ATARI

Seryjne kasetowe interface do Atari 800XL/XE i 130XE umożliwiają przesyłanie danych z niedużą prędkością. Dla porównania jest już szeroko rozpowszechniony Software dla przesyłania danych z prędkością do 6000 Bd. Interface musi realizować szybką transmisję oraz umożliwiać podłączenie zwykłych magnetofonów kasetowych wykorzystywanych jako pamięci danych.




Rys.1 Schemat interface



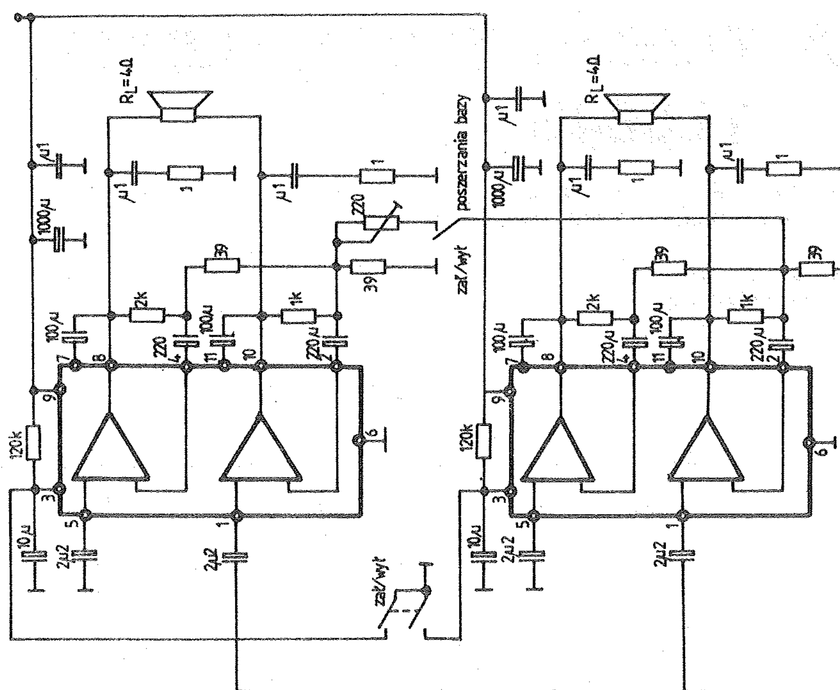

Rys. 2 Złącze

Układ przedstawiony na rys.1 można szybko zmontować na małej płytce. Dla użycia zwykłych magnetofonów kasetowych, występuje tutaj wstępny przedwzmacniacz, którym ustala się poziom sygnału wyjściowego. Moc wejściowa w interface powinna być ekranowana. Połączenia z portem danych są następujące: wyprowadzenie 2 interface - nóżka 10 złącza, wyprowadzenie 3 - nóżka 9, wyprowadzenie 4 - nóżka 4 lub 6. Wyprowadzenie 1 powinno być połączone oddzielnym ekranowanym przewodem. Układ nie pracuje dobrze z programem ATARI-TURBO. Interface przekazuje dane z prędkością 6000Bd.

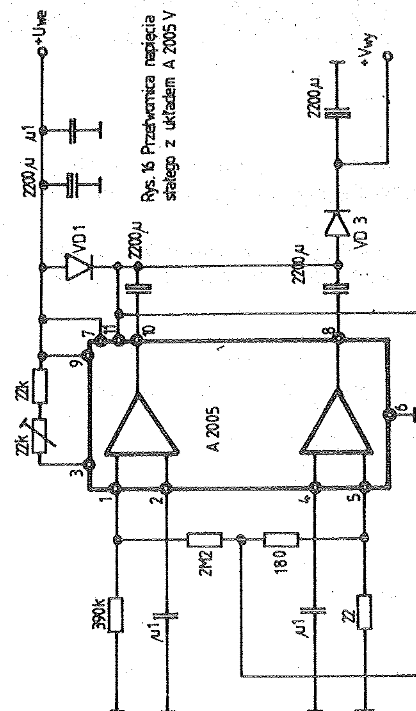
mgr inż. Zbigniew Pędzik

*Literatura:*
*FUNKAMATEUR 5/90*

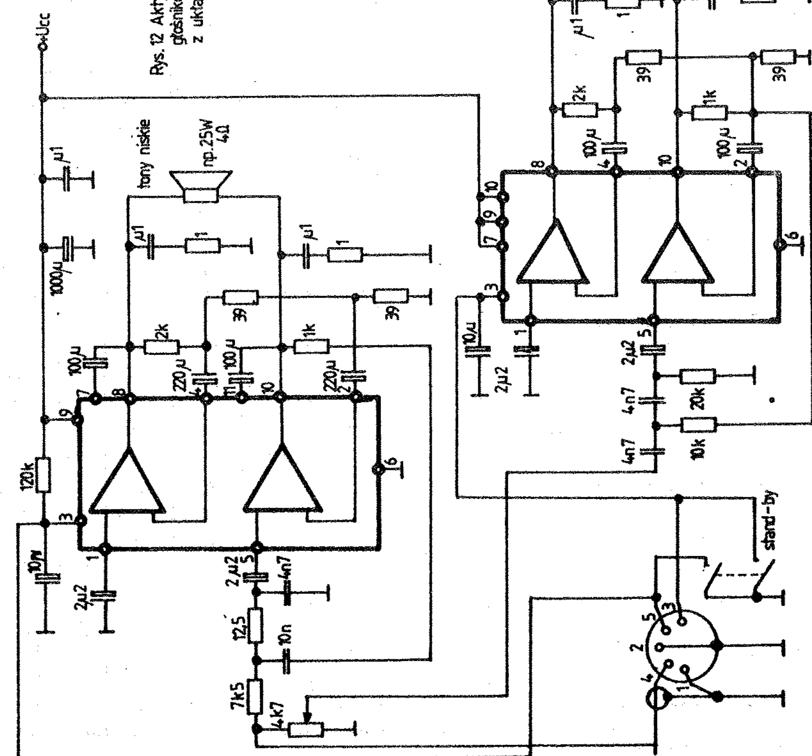
# Podwójny wzmacniacz mocy A2000V(S1), A2005(S1) cz. 2



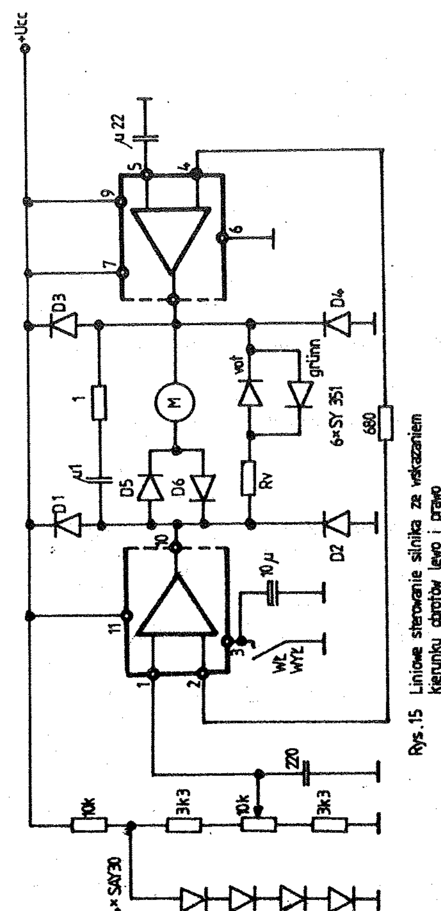

Rys.13 Wzmacniacz m.cz. stereo w układzie mostkowym z dwoma A 2005Vm




Rys. 16 Przetwornica napięcia stałego z układem A 2005 V




Rys. 12 Aktywna zwrotnica głośnikowa dużej mocy z układami A 2005




Rys. 15 Liniowe sterowanie silnika ze wskazaniem kierunku obrotów lewo i prawo

# Wzmacniacze operacyjne z wejściem JFET o niskim poborze mocy typu TL060, TL060A, TL060B, TL061, TLO61A, TL061B, TL062, TL062A, TL062B, TL064, TL064A, TL064B

Wzmacniacze operacyjne z wejście JFET serii TL061 są projektowane jako wersja wzmacniaczy małej mocy serii TL081.

Charakteryzują się wysoką impedancją wejściową, dużą szerokością pasma przenoszenia, dużą szybkością narastania napięcia wyjściowego oraz niskim wejściowym prądem niezrównoważenia i polaryzacji.

Witold Dąbrowski

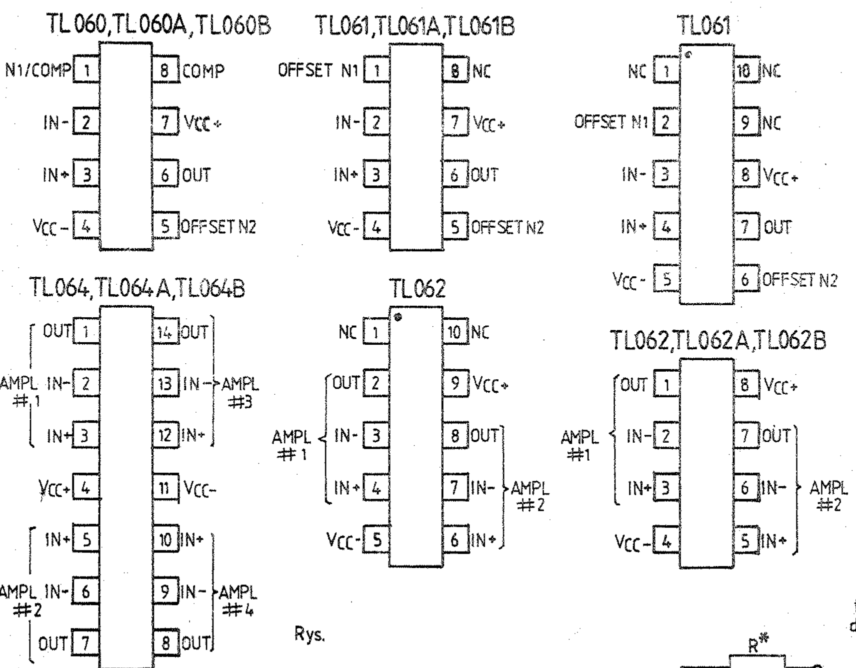
Tabela 1. Parametry elektryczne $V_{CC}=\pm15V$

| PARAMETRY | WARUNKI POMIARU * | | TL060M, TL061M TL062M | | | TL064M | | | Jed. |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| $V_{IO}$ wejściowe napięcie niezrównoważenia | $V_O=0$ | $T_A=25°C$ | | 3 | 6 | | 3 | 9 | mV |
| | $R_S=50\Omega$ | $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | | | 9 | | | 15 | mV |
| VIO temp. współcz. wej. nap. niezrównoważenia | $V_O=0$, $R_S=50\Omega$, $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | | | 10 | | | 10 | | µV/°C |
| $I_{IO}$ wejściowy prąd niezrównoważenia * ** | $V_O=0$ | $T_A=25°C$ | | 5 | 100 | | 5 | 100 | pA |
| | | $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | | | 20 | | | 20 | nA |
| $I_{IB}$ wejściowy prąd polaryzacji *** | $V_O=0$ | $T_A=25°C$ | | 30 | 200 | | 30 | 200 | pA |
| | | $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | | | 50 | | | 50 | nA |
| $V_{ICR}$ max. wejściowe napięcie wspólne | $T_A=25°C$ | | ±11.5 | +15 | | ±11.5 | +15 | | V |
| | | | ±11.5 | -12 | | ±11.5 | -12 | | V |
| $V_{OM}$ max. zakres zmian napięcia wyjściowego | $R_L=10k\Omega$, $T_A=25°C$ | | ±10 | ±13.5 | | ±10 | ±13.5 | | V |
| | $R_L\geq10k\Omega$, $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | | ±10 | | | ±10 | | | V |
| $A_{VD}$ wzmocnienie napięciowe sygnału różnicowego | $V_O=\pm10V$ | $T_A=25°C$ | 4 | 6 | | 4 | 6 | | V/mV |
| | $R_L\geq10k\Omega$ | $T_A=-55°C$ do $+125°C$ | 4 | | | 4 | | | V/mV |
| $B_1$ 3dB częstotliwość graniczna | $R_L=10k\Omega$, $T_A=25°C$ | | | 1 | | | 1 | | MHz |
| $r_i$ rezystancja wejściowa | $T_A=25°C$ | | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | Ω |
| CMRR współcz. tłumienia sygnału wspólnego | $V_{IC}=V_{ICR}^{min}$, $V_O=0$, $R_S=50\Omega$, $T_A=25°C$ | | 80 | 86 | | 80 | 86 | | dB |
| $k_{SVR}$ współcz. tłumienia nap. zasilania | $V_{CC}=\pm15V\div\pm9V$, $V_O=0$, $R_S=50\Omega$, $T_A=25°C$ | | 80 | 95 | | 80 | 95 | | dB |
| $P_D$ całkowita moc rozpraszana | Brak sygnału wejściowego, $V_O=0$, $T_A=25°C$ | | | 6 | 7.5 | | 6 | 7.5 | µW |
| $I_{CC}$ prąd zasilania ( na 1 wzmacniacz ) | Brak sygnału wejściowego, $V_O=0$, $T_A=25°C$ | | | 200 | 250 | | 200 | 250 | µA |
| $V_{O1}/V_{O2}$ tłum. przesłuchu | $A_{VD}=100$, $T_A=25°C$ | | | 120 | | | 120 | | dB |

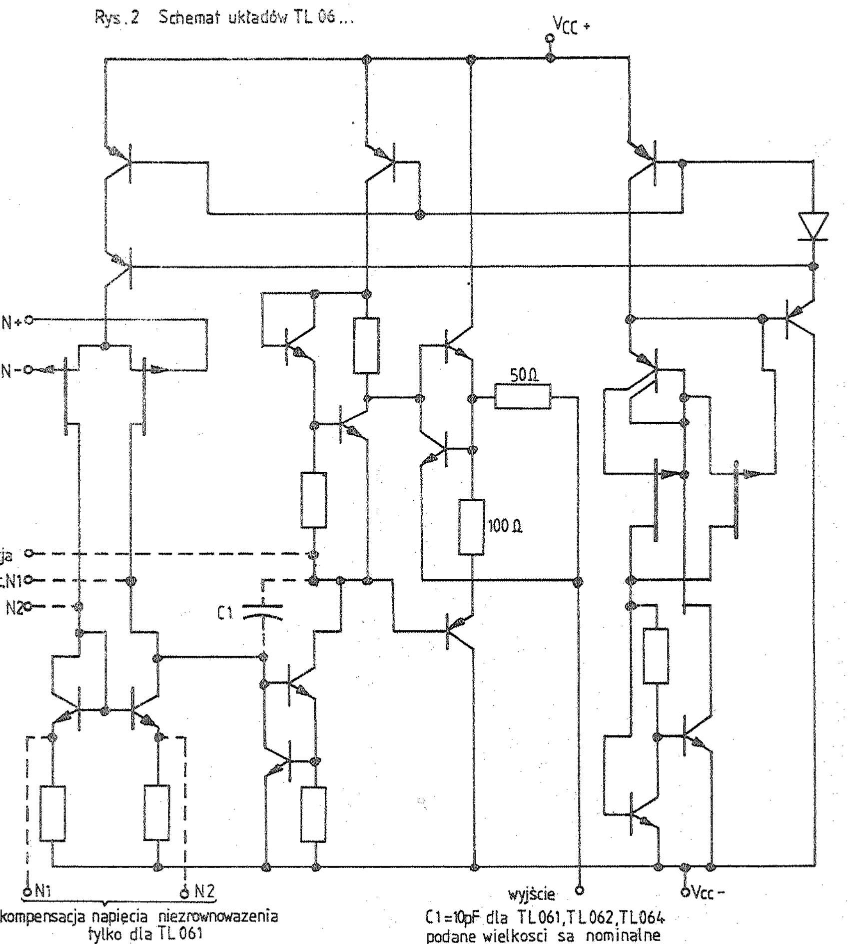
* Wszystkie charakterystyki mierzone przy warunku otwartej pętli i zerowym wejściowym napięciu wspólnym.

** Wszystkie prądy różnicowe wejścia FET wzmacniacza operacyjnego są normalnymi wstecznymi prądami złącza.

*** Dla M parametry gwarantowane nie testowane




Rys. 1 Niektore typy obudów




Rys. 2 Schemat układów TL 06...

C1=10pF dla TL061,TL062,TL064 podane wielkosci sa nominalne

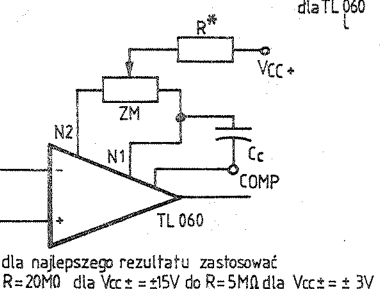
wejscie nieodwracajace IN+

IN-

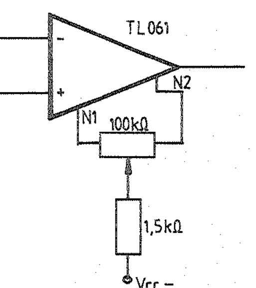
OUT

N1 N2 kompensacja napiecia niezrównoważenia (tylko dla TL060,TL061)

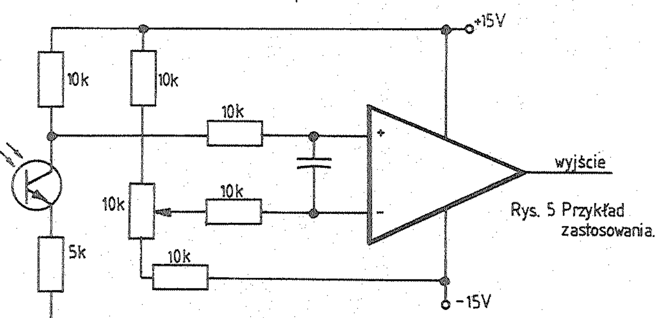
Rys. 3 Symbol układów TL 06...

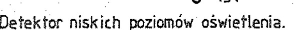



dla najlepszego rezultatu zastosować R=20MΩ dla Vcc± = ±15V do R=5MΩ dla Vcc± = ± 3V




Rys. 4 Kompensacja wejsciowego napiecia niezrównoważenia.



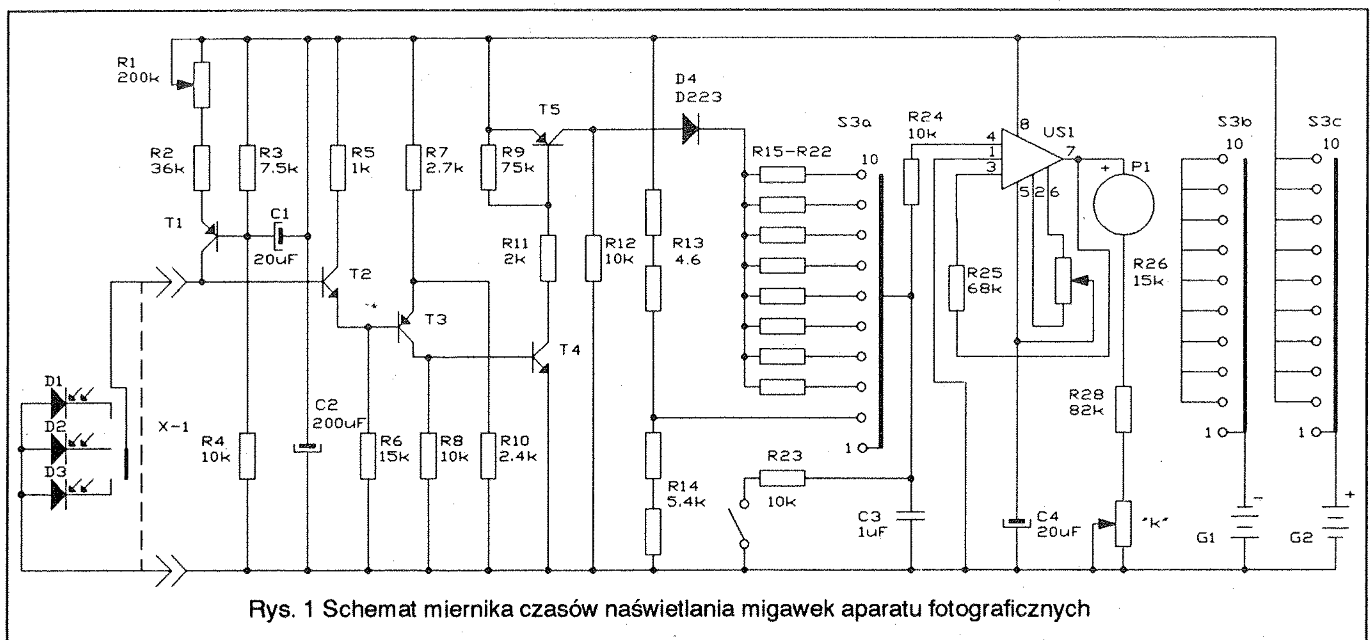
Rys. 5 Przykład zastosowania.

Detektor niskich poziomów oświetlenia.

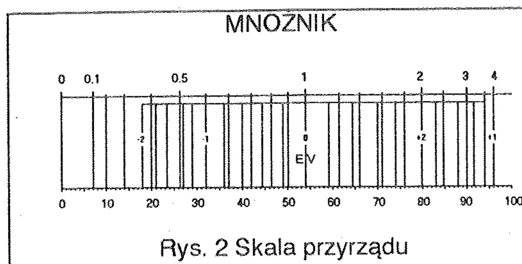
# Przyrząd do pomiaru czasu otwierania migawki aparatu fotograficznego

Przyrząd pomiarowy przeznaczony jest do kontroli jakości pracy migawek aparatów fotograficznych: pomiarów odchyłek czasów naświetlania od nominalnych wartości oraz sprawdzenia równomierności naświetlania w kadrze.

Zakres mierzonych czasów wynosi od 1/10 do 1/4000s. Zakresy pomiaru odchyłki czasów naświetlania od nominalnej wartości ±2EV. Wartości mierzonych czasów: 1/30, 1/60, 1/125, 1/250, 1/500, 1/1000, 1/2000, 1/4000. Dla wartości 1/2000 i 1/4000 mierzone są czasy impulsów świetlnych elektronicznych lamp błyskowych. Mierzone wartości odczytuje się bezpośrednio ze skali. Czas wskazań przyrządu wynosi nie mniej niż 1min. z dokładnością około 5%. Przyrząd składa się z pulpitu pomiarowego i fotodiodowego czujnika. Przyrząd wykonany jest na analogowych elementach. Zasada działania oparta jest na pomiarze napięcia UC, do którego to ładuje się kondensator przez rezystor w czasie trwania impulsu świetlnego. Wartość tego napięcia jest proporcjonalna do czasu ładowania. Stała czasowa obwodu ładowania ustalana jest wzorem $\tau=RC=Kt_o$, to - nominalny czas zakresu pomiaru, K - współczynnik skali i zależy on od tego, do jakiej części napięcia źródła powinien naładować się kondensator w tym czasie. W przedstawionym układzie współczynnik K wynosi 1,3, dlatego w czasie to kondensator ładuje się do 54% napięcia zasilania obwodu ładowania i odczyt wartości czasu naświetlania zaczyna się prawie ze środka skali. Schemat przyrządu pomiarowego przedstawiony jest na rys.1. Czujnik posiada trzy fotodiody D1, D2, D3 o powierzchni okna odbierającego światło 1mm$^2$ oraz ich przełącznik S1. Rozmieszczone są one po bokach i w środku kadru. Podstawowym elementem pulpitu jest obwód RC zrealizowany na rezystorach R15-R22, ich przełączniku S3a oraz na kondensatorze C3. Na ten obwód podawane jest napięcie źródła przez klucz tranzystorowy T5. Klucz jest odetkany w czasie oświetlenia jadnej z diód czujnika, przez napięcie podawane przez wzmacniacz - ogranicznik na tranzystorach T2, T3, T4. Dioda D4 blokuje rozładowanie kondensatora przez wyjściowy obwód klucza. Do obwodu fotodiód włączony jest stabilizator prądu na tranzystorze T1. Zwiększa to czułość fotoodbiornika na zmianę oświetlenia do określonego, progowego znaczenia, które jest ustalane przy pomocy nastawnego rezystora R1. Napięcie na kondensatorze C3 jest mierzone woltomierzem o dużej rezystancji wewnętrznej zrealizowanym na wzmacniaczu operacyjnym US1 i mierniku wychyłowym P1 o prądzie 50μA przy pełnym wychyleniu. Można również zastosować miernik o mniejszej czułości. Wtedy należy odpowiednio zmniejszyć wartości dodatkowych rezystorów R27, R28. Długi czas wskazań przyrządu jest zapewniany przez zastosowanie kondensatora C3 o małym prądzie upływu, wykorzystanie układu scalonego z wejściem polowym oraz włączenie w obwód ładowania diody D4. Po wykonaniu pomiaru kondensator C3 należy rozładować przy pomocy przycisku S3. W celu usunięcia możliwości upływności przez druk, rezystory R15-R22 najlepiej jest zamontować bezpośrednio na przełączniku S3. Dla doboru wartości tych rezystorów, koniecznie należy znać dokładną wartość pojemności kondensatora C3. W układzie podane są wartości rezystorów dla pojemności 1μF. Jeżeli rzeczywista wartość pojemności jest różna od nominalnej, to należy odpowiednio zmienić wartości rezystancji, aby zachować niezmienną stałą czasową dla każdego zakresu. Pomiar pojemności i dobór rezystorów należy przeprowadzać z dokładnością do 1%, wykorzystując do tego celu cyfrowe przyrządy lub mostki pomiarowe. Dokładne wartości rezystorów można dobrać stosując szeregowe lub równoległe połączenia. W taki sam sposób należy dobrać rezystory dzielnika kalibracyjnego R13 i R14 służącego do kalibracji przyrządu według wartości "1" na skali "mnożnik". Łuk pełnego wychylenia strzałki dzieli się na 100 części a następnie zgodnie z rys.2 przeprowadza się opisywanie skali mnożnika i stopni EV. Na skali mnożnika zaznacza się również 0 i wartość końcowego wychylenia. Czujnik fotodiodowy jest montowany na metalowej podstawie, wymiary której odpowiadają szerokości filmu i kadrowemu oknu aparatu fotograficznego. W podstawie wierci się otwory Φ=1mm, na przeciwko których mocuje się fotodiody. Przewód łączący czujnik z przyrządem musi być ekranowany. Ekran łączy się z masą przyrządu. Podczas przygotowania przyrządu do pracy, najpierw przy naciśniętym przycisku S2 przy pomocy potencjometru R26 "zerowanie" ustawia się wskazówkę na zero skali. Następnie, przełączając przełącznik zakresów S3 w położenie "kalibracja" należy nastawnym rezystorem R27 ("K") ustawić wskazówkę na działkę "1" skali "mnożnik". Ta regulacja utrzymuje się do tej pory, kiedy napięcie baterii zasilania jest niezmienne. Po zerowaniu i kalibracji ustawia się czułość przyrządu. Dlatego




Rys. 1 Schemat miernika czasów naświetlania migawek aparatu fotograficznych



Rys. 2 Skala przyrządu

wstępnie należy ustawić wskazówkę na "0" przez naciśnięcie przycisku S2 i przełącznik zakresów ustawić w dowolne położenie pracy. Następnie należy oświetlić fotoczujnik (umieszczony w kadrze aparatu ze zdjętym obiektywem) stałym światłem i określić maksymalną odległość aparatu od przyrządu, przy której wskazówka wychyla się do końca skali. Dla lampy żarzenia o mocy 40W odległość ta powinna wynosić 80-100cm. W razie potrzeby można to zmienić przy pomocy nastawnego rezystora R1. Przed każdym następnym oświetleniem czujnika należy przyrząd wyzerować (naciśnięcie S2). Sprawdzenie czasów migawek rozpoczyna się od małych prędkości i przeprowadza się to w następującej kolejności. Czujnik ustawia się w kadrze aparatu i przełącznikiem włącza się środkową diodę. Przełącznikiem zakresów ustawia się kontrolowany czas. Aparat fotograficzny ze zdjętym obiektywem kieruje się w stronę lampy i uruchamia się migawkę. Czas określa się według skali przyrządu. W celu określenia nierównomierności czasu na długości kadru należy przeprowadzić takie pomiary dla bocznych fotodiód czujnika. Przy czasach krótszych od 1/250s szerokość szczeliny migawki jest porównywalna ze średnicą otworu fotodiody. Z tego powodu podstawa elektrycznego impulsu rozszerza się i impuls ma kształt "dzwonu". Pomiar będzie wówczas prawidłowy, jeśli przeprowadza się go na poziomie 1/3-1/2 amplitudy impulsu. Można to osiągnąć regulacją nastawnym rezystorem R1. Ustawiając przy całkowicie włączonym R1 odległość progu zadziałania, należy zmniejszać wartość R1, dopóki odległość ta nie zmniejszy się 1,5-2 razy. Pomiar czasu działania impulsu lampy błyskowej przeprowadza się przy pomocy otwartego czujnika. Forma impulsu lampy odpowiada formie impulsu prądu rozładowania jej kondensatora. Wierzchołek jego jest krótki (mniej niż 1/4000s), a podstawa dostatecznie długa (niekiedy więcej niż 1/200s). Żeby otrzymać prawidłową energetycznie wartość, należy najpierw znaleźć graniczną dużą odległość od lampy (stopień kluczujący odtyka się przez wierzchołek impulsu), a następnie zmniejszyć odległość dwa razy i powtórzyć pomiar. Otrzymana w taki sposób długość impulsu znajduje się w granicach 1/500-1/1000s. Podczas eksploatacji przyrządu należy uwzględnić dwubiegunowość zasilania zrealizowanego na dwóch bateriach 9V G1 i G2. Prąd pobierany z baterii G1 (linia "-") wynosi 1-2mA, a z baterii G2 (linia "+") w stanie jałowym 4-5mA, a podczas pomiaru 10-15mA. Dlatego bateria G2 rozładowuje się szybciej. Ale nawet przy spadku napięcia G2 do 6-7V można ją zamienić miejscami z G1 i przyrząd będzie pracował.

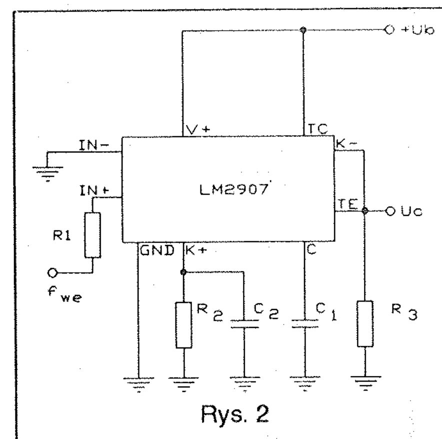
Układ scalony:
US1 - polski odpowiednik ULY7710
Tranzystory:
T1, T3, T5 - dowolne pnp
T2, T4 - dowolne npn

mgr inż. Zbigniew Pędzik

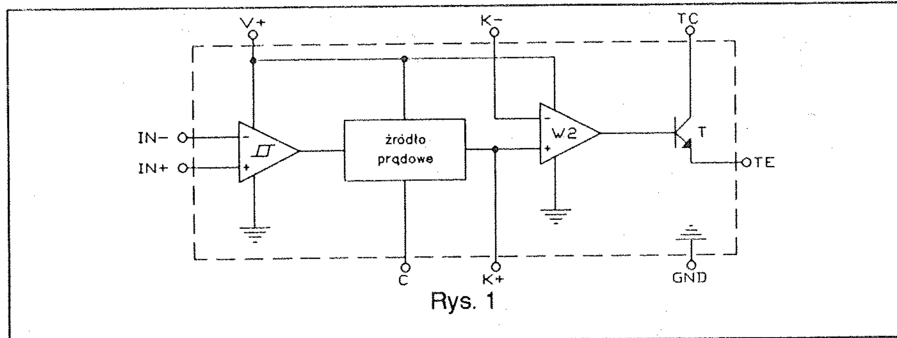
# Częstościomierz - przystawka do woltomierza zbud. na układzie ICL7106

Układ LM 2907 firmy National Semiconductor jest przetwornikiem częstotliwość-napięcie, o liniowej zależności napięcia wyjściowego od częstotliwości. Błąd liniowości nie przekracza 0,3%.

Układ scalony zawiera (rys.1) wzmacniacz operacyjny z histerezą (przerzutnik Schmitta) - W1, zamieniający wejściowy sygnał analogowy na sygnał cyfrowy o tej samej częstotliwości. Z wyjścia przerzut-



Rys. 2



Rys. 1

c.d. na stronie 14

# Bardzo krótki opis COMMODORE C64 cz.2

## 6567 procesor wizji i modulator w.cz.

- dodatkowo pełni funkcję odświeżania pamięci dynamicznych
- odpowiedzialny za organizację ekranu

## 6581- syntezer dźwięku

- 3 generatory dźwieku 0-4kHz z wyj. trójkąt, prostokąt piła
- 3 generatory obwiedni
- programowalny filtr 30Hz-12kHz
- dwa 8-bitowe przetworniki A/C
- wejście dla sygnałów zewnętrznych

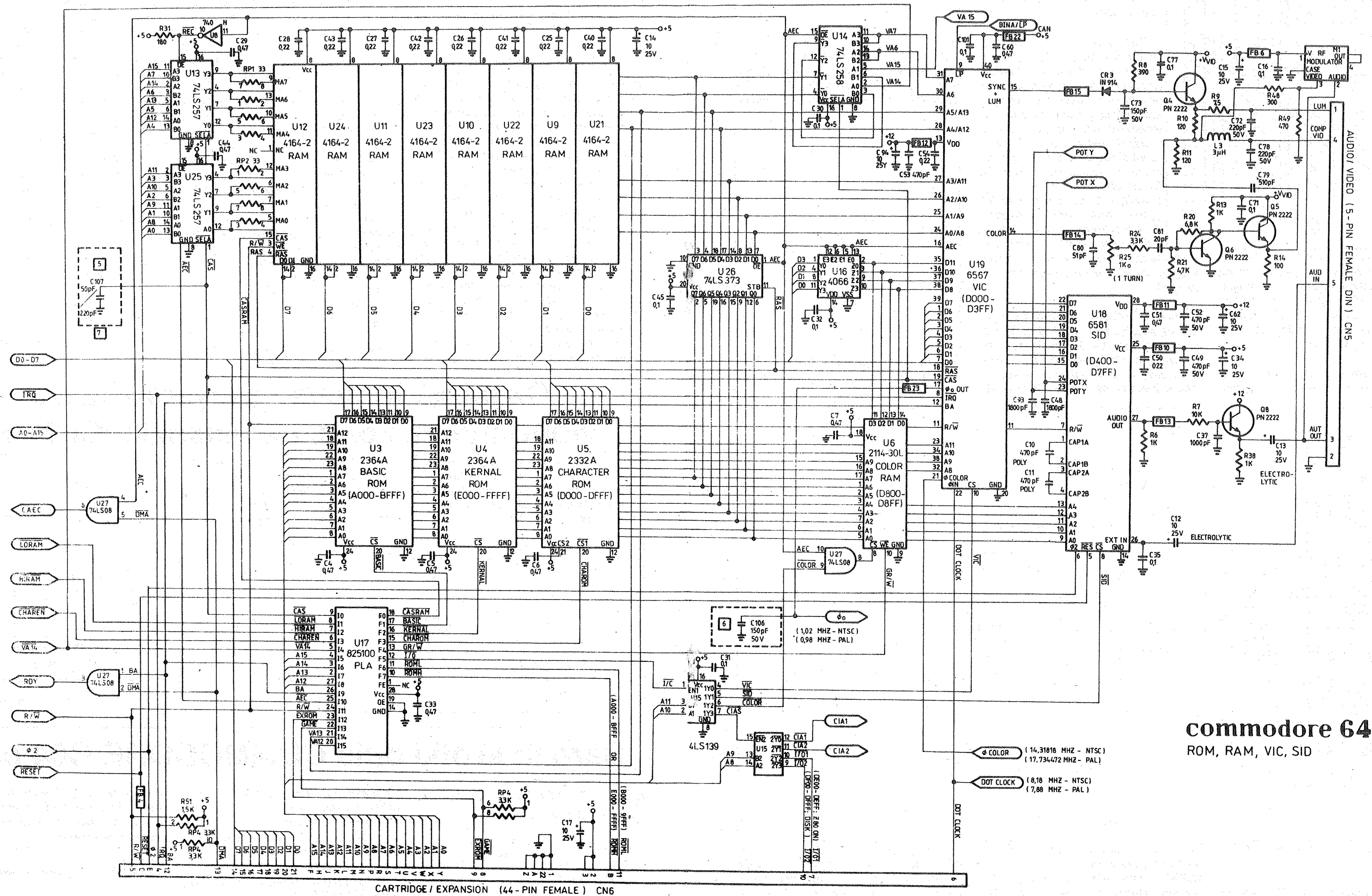
Może być programowany tylko instrukcją POKE (D400-D7FF)

## 82S100 układ dekodera adresów

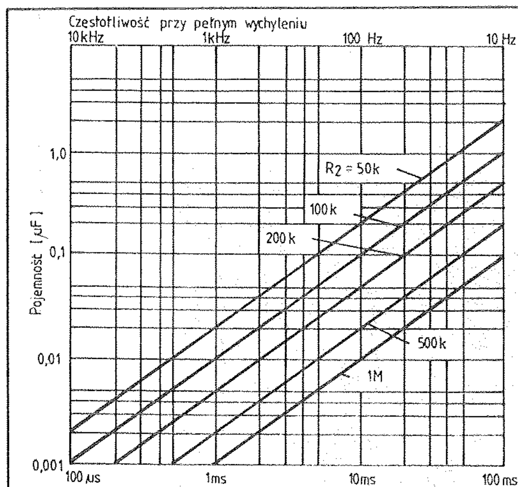
- specjalizowany układ PLA (programowana tablica logiczna) z programem wpisanym na stałe przez producenta (nie posiada zamiennika).

Waldemar Wieczorek

*Literatura:*
*Commodore C-64 Programmers Reference Puide*


commodore 64
ROM, RAM, VIC, SID
U12 4164-2 RAM
U24 4164-2 RAM
U11 4164-2 RAM
U23 4164-2 RAM
U10 4164-2 RAM
U22 4164-2 RAM
U9 4164-2 RAM
U21 4164-2 RAM
U13 74LS257
U25 74LS257
U14 74LS258
U26 74LS373
U16 4066
U19 6567 VIC (D000-D3FF)
U18 6581 SID (D400-D7FF)
U3 2364A BASIC ROM (A000-BFFF)
U4 2364A KERNAL ROM (E000-FFFF)
U5 2332A CHARACTER ROM (D000-DFFF)
U6 2114-30L COLOR RAM (D800-D8FF)
U17 82S100 PLA
4LS139
AUDIO/ VIDEO (5-PIN FEMALE DIN) CN5
RF MODULATOR
CARTRIDGE / EXPANSION (44-PIN FEMALE) CN6
φ COLOR (14,31818 MHZ - NTSC) (17,734472 MHZ - PAL)
DOT CLOCK (8,18 MHZ - NTSC) (7,88 MHZ - PAL)
φ0 (1,02 MHZ - NTSC) (0,98 MHZ - PAL)

c.d. ze strony 11



Rys. 3

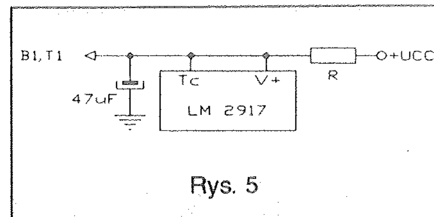
nika Schmitta sterowane jest źródło prądowe przetwarzające częstotliwość na napięcie na kondensatorze C1. Z drugiego wyjścia źródła prądowego sterowany jest wzmacniacz operacyjny W2 pracujący jako komparator. Prąd dopuszczalny tranzystora T wynosi 50mA.

Układ podstawowy przetwornika przedstawiony jest na rys.2. Napięcie wyjściowe U określone jest zależnością: $U_o = f_{we} R1 C1 U_b$.

Pojemność kondensatora C1 powinna być większa od 100pF, jest on bowiem wykorzystywany dodatkowo do kompensacji źródła prądowego. Powinien on mieć jak najmniejszy prąd upływu i stałą pojemność. Pojemność C2 ma wartość 1μF. Rezystancję R2 dobiera się z diagramu przedstawionego na rys.3 w zależności od wartości C1 i częstotliwości maksymalnej.

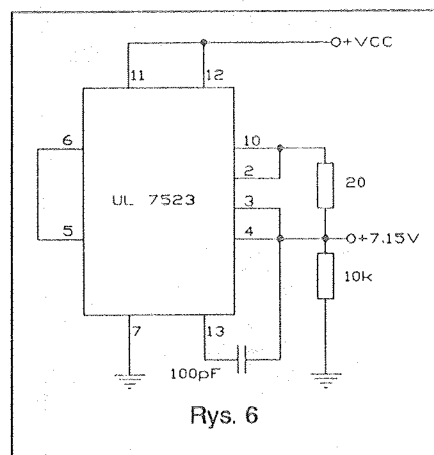
Pomysł budowy miernika częstotliwości polega na tym by wykorzystać jako dokładny wskaźnik woltomierz cyfrowy zbudowany na układzie ICL 7106 (lub podobnym) zapewniającym odpowiednią rozdzielczość odczytu. Zakres przetwarzania jest tak dobrany, by przy częstotliwości 1000Hz uzyskać napięcie wyjściowe $U_o$=1,000V. Dysponujemy wówczas rozdzielczością 1Hz dla woltomierza 3,5 cyfrowego lub 0,1Hz dla woltomierza 4,5 cyfrowego. Po dodaniu na wejściu dzielników częstotliwości uzyskuje się rozszerzenie zakresu. Schemat ideowy miernika przedstawiony jest na rys.4.

Bramka CMOS B1 jest konieczna ponieważ wejście układu LM 2907 współpracuje z sygnałami przechodzącymi przez zero lub bardzo bliskimi zera. Standard TTL tego warunku nie spełnia ($U_{ol}$=0,2-0,4V) natomiast CMOS tak.



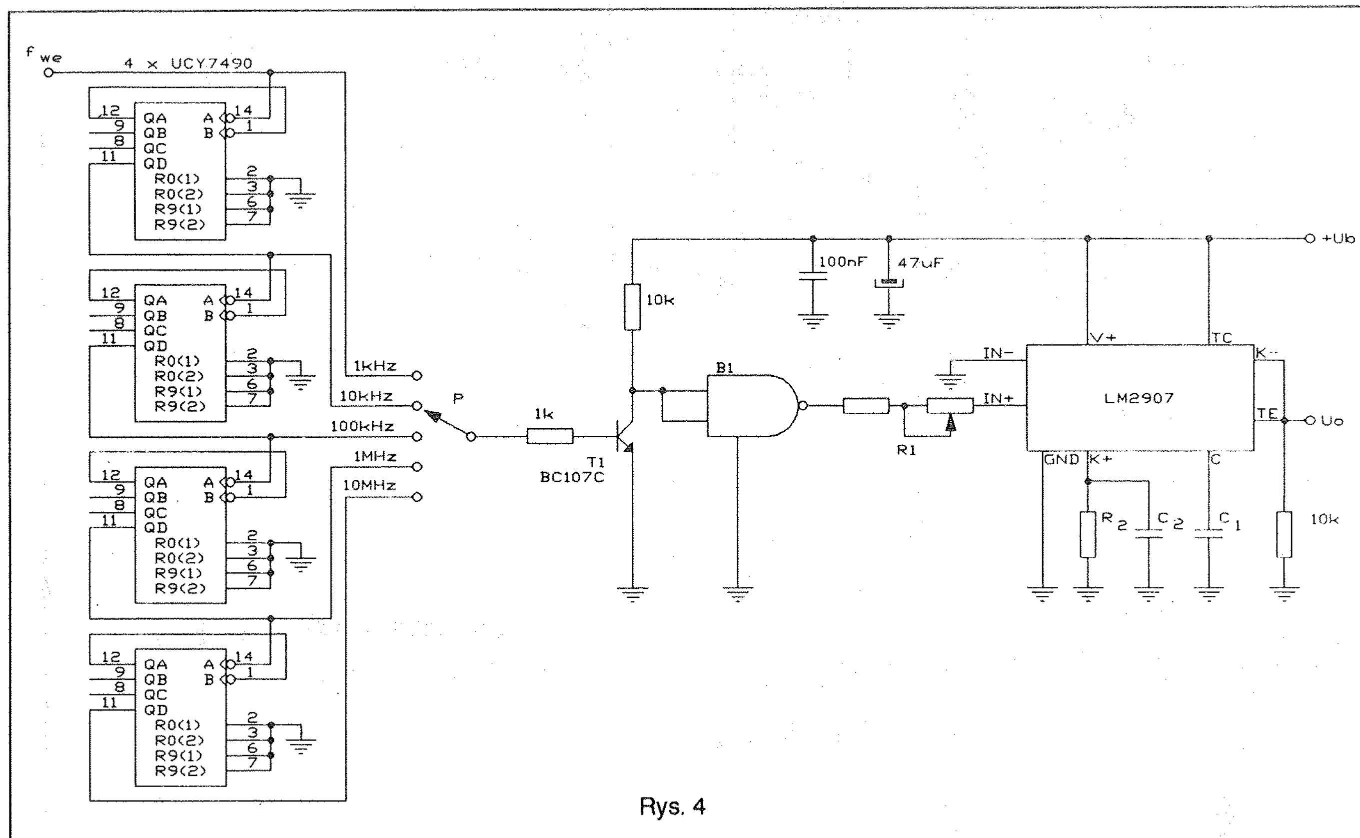
Rys. 5

ności na $U_o$, ponieważ LM 2907 przetwarza poprawnie tylko do ok.80kHz. Zastosowane dzielniki umożliwiają pomiar częstotliwości w standardzie TTL, ale po



Rys. 6

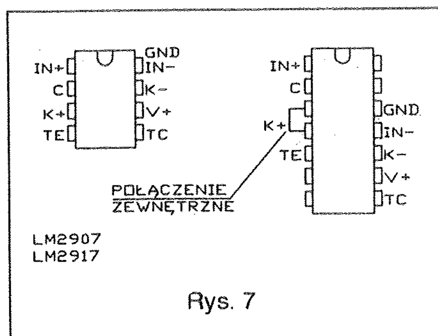
uzupełnieniu ich przerzutnikiem Schmitta można mierzyć również sygnały analogowe.



Rys. 4

Tranzystor T1 pracuje w układzie dopasowania poziomów logicznych TTL - CMOS. Układy UCY 7490 pracują w typowym układzie dzielników przez 10. Wraz z przełącznikiem P służą do rozszerzenia zakresu pomiaru. Tak szerokiego przedziału częstotliwości nie da się mierzyć zmieniając tylko $U_b$, R1 i C1 w zależ-

Osobnym problemem jest zapewnienie odpowiednio stałego napięcia $U_b$, gdyż jest ono równocześnie napięciem referencyjnym. Jeżeli mamy do dyspozycji układy LM 2917, które posiadaja wewnętrzną, skompensowaną termicznie diodę Zenera o napięciu 7,6V podpiętą do wyprowadzenia V+, wystarczy zasilić ją



Rys. 7

przez rezystor o takiej wartości by prąd diody nie przekraczał 20mA (rys.5). Należy przy tym pamiętać by odpowiednio dobrać wartości elementów R1, C1.

Przykładowo: C1=4.7nF, C2=1μF

R1=28kΩ, R2=220kΩ/$U_b$=7,6V/

Dla układu LM 2907 trzeba zbudować stabilizator zewnętrzny z wykorzystaniem np: UL 7523 /rys.6/.

Wówczas dla $U_b$=7,15V mamy: C1=4,7nF, C2=1μF

R1=29.757kΩ, R2=220kΩ

Napięcie $U_b$=7,15V zostało przyjęte dlatego, że jest to wprost napięcie wewnętrznej skompensowanej diody Zenera w układzie UL 7523. Jako R1 warto zastosować rezystor stały o mniejszej wartości niż to wynika z obliczeń i wieloobrotowy potencjometr o rezystancji dopełniającej, co umożliwi dostrojenie układu. Sprowadza się ono do takiego doregulowania R1 (potencjometr wieloobrotowy) aby przy $f_{we}$=1000Hz woltomierz wskazywał $U_o$=1,000V. Rysunki obudów układów LM 2907 i LM 2917 podane są na rys.7.

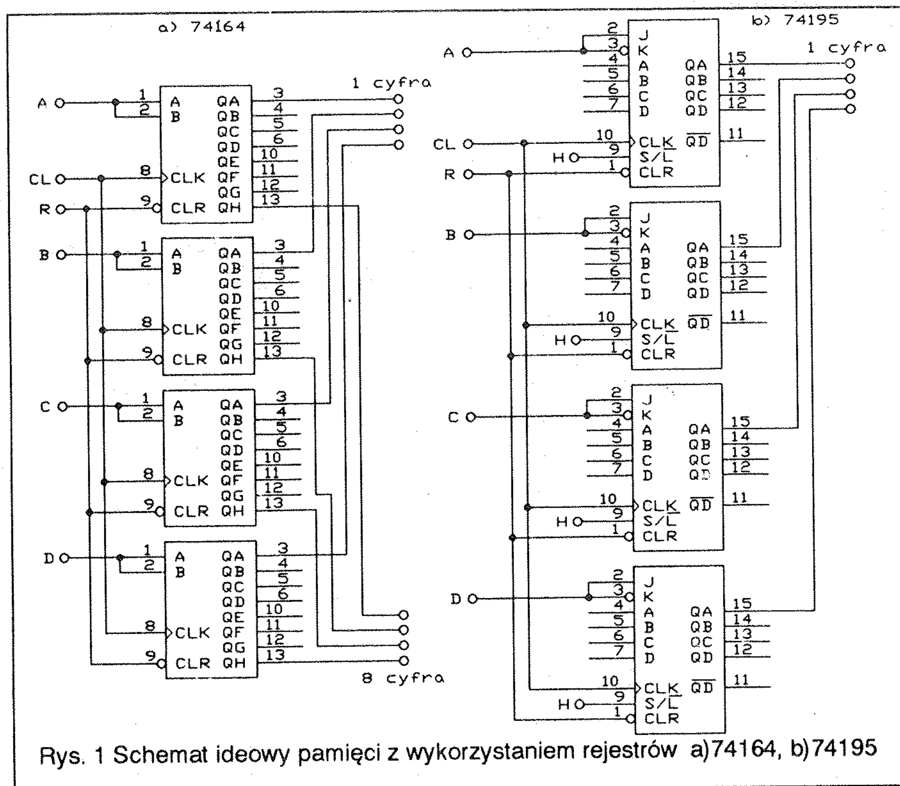
Tomasz Szczypek

*Literatura:*
*1.S.Wirsum - Nowe i najnowsze układy elektroniczne. WKiŁ 1986*
*2.M.Łakomy, J.Zabrodzki - Liniowe układy scalone w technice cyfrowej. PWN 1983*
*3.Radioelektronik 2/86*

# Podręczna pamięć na rejestrach przesuwnych

Opis dotyczy prostej, podręcznej pamięci zbudowanej z rejestrów przesuwnych. Zależnie od zastosowanego typu rejestru pamięć jest zdolna pomieścić 4 lub 8 słów czterobitowych. Słowami są cyfry od 0 do 9 podane w kodzie BCD, wprowadzane z klawiatury. Wprowadzenie każdego nowego słowa powoduje przesunięcie poprzednich o jedną pozycję. Opisana pamięć może służyć np. do oprogramowania liczników 74192. Na rys.1 przedstawiony jest schemat ideowy pamięci. Składa się z czterech rejestrów przesuwnych, a każdy z nich zapamiętuje bity tej samej wagi. Pierwszy A1, A2, A3... drugi B1, B2, B3... itd. Przeanalizujmy działanie układu.

Na wejścia szeregowe A, B, C, D podane zostaje słowo czterobitowe w kodzie BCD. Narastające zbocze impulsu zegarowego wpisuje podany stan na pierwszą pozycję rejestrów. Układ oczekuje na kolejny impuls zegarowy "pamiętając" wpisany stan na pierwszej pozycji. Jeżeli w tym czasie stan na wejściach A, B, C, D zmieni się, następny impuls zegarowy wpisze nową wartość na pierwszą pozycję, przesuwając dane z pierwszej pozycji na drugą. Można w ten sposób zapełnić cały rejestr, tj.4 lub 8 słów czterobitowych (zależnie od zastosowanych układów).

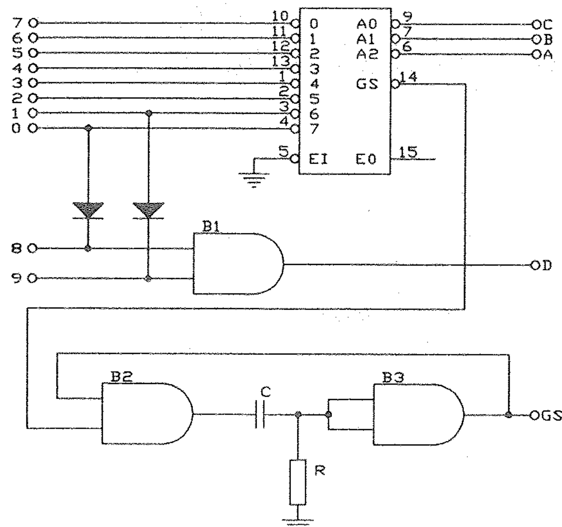


Rys. 1 Schemat ideowy pamięci z wykorzystaniem rejestrów a)74164, b)74195

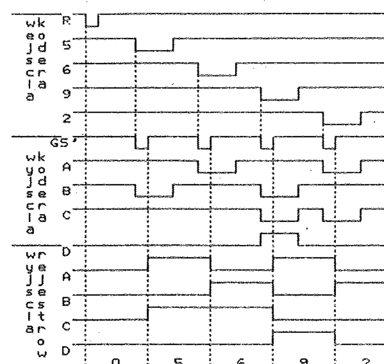
Przykładowo: do oprogramowania liczników 74192 pracujących w uniwersalnym przyrządzie cyfrowym cyfry od 0 do 9 wprowadzane z klawiatury zamieniane są na kod BCD w koderze 74148. Podanie na dowolne wejście kodera stanu L ustala na wyjściach A, B, C stany wg rys.2. Dodatkowo, na wyjściu GS występuje poziom L, jeżeli choć jedno wejście jest zwarte do masy (wybrane). Ponieważ stanem aktywnym kodera jest L, a liczniki 74192 wymagają na wejściach programujących stanu H, należałoby zanegować wyjścia kodera. Po analizie rys.2 można dojść do wniosku, że da się tego uniknąć - wystarczy potraktować odwrotnie wyprowadzenia kodera 74148, tzn. 7 jako 0, 6 jako 1, 5 jako 2 itd. Zmieni się co prawda priorytet wejść, ale w opisywanym układzie nie ma to znaczenia. Rys.3 przedstawia pełny schemat kodera zamieniającego kod 1 z 10 na kod BCD. Bramka B1 uzupełnia koder o wyjście D. Diody D1, D2 wymuszają odpowiednie

| WEJŚCIA | | | | | | | | | WYJŚCIA | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | A0 | A1 | A2 | GS | E0 |
| H | X | X | X | X | X | X | X | X | H | H | H | H | H |
| L | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | L |
| L | X | X | X | X | X | X | X | L | L | L | L | L | H |
| L | X | X | X | X | X | X | L | H | L | L | H | L | H |
| L | X | X | X | X | X | L | H | H | L | H | L | L | H |
| L | X | X | X | X | L | H | H | H | L | H | H | L | H |
| L | X | X | X | L | H | H | H | H | H | L | L | L | H |
| L | X | X | L | H | H | H | H | H | H | L | H | L | H |
| L | X | L | H | H | H | H | H | H | H | H | L | L | H |
| L | L | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | L | H |
| | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | A2 | A1 | A0 | | |
| | "nowe" funkcje wej. i wyj. | | | | | | | | | | | | |

Rys. 2 Tabela stanów kodera 74148

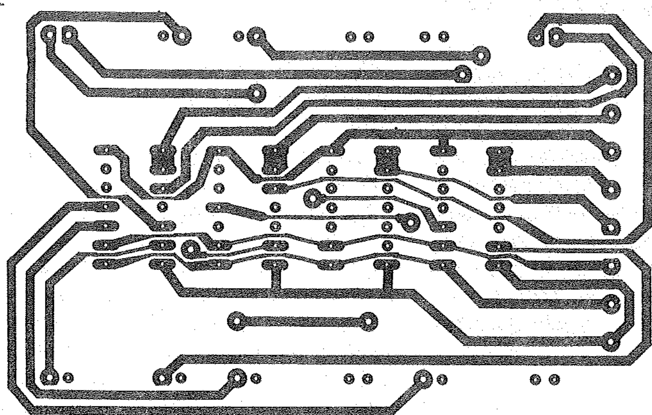



Rys. 3 Schemat kodera 1 z 10 na BCD

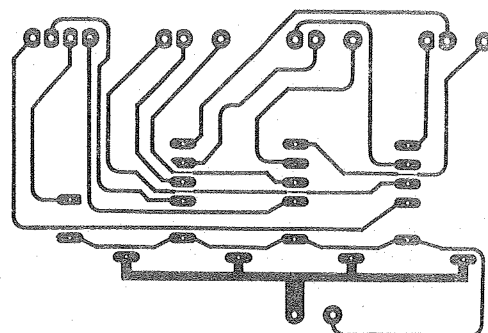



Rys. 4 Przebiegi czasowe w układzie

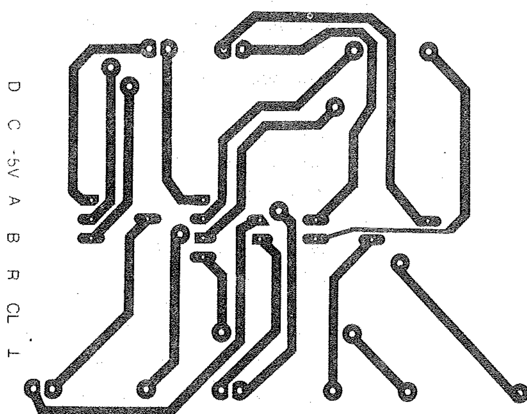
stany na wyjściach A, B, C przy wyborze cyfr 8 i 9. Dla prawidłowej pracy układów 74164/195 podanie impulsów zegarowych możliwe jest dopiero po ustaleniu się stanów na wejściach szeregowych. Konieczne opóźnienie realizuje uniwibrator utworzony z bramek B2, B3 podłączony do wyjścia GS. Niski poziom na tym



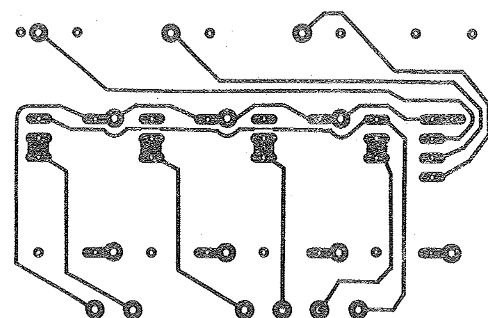
Rys. 5a Płytka dla rejestrów 74164 (od druku)



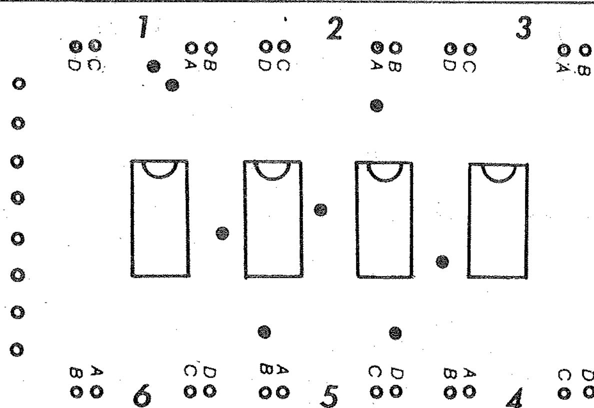
Rys. 5a Płytka dla rejestrów 74195 (od druku)



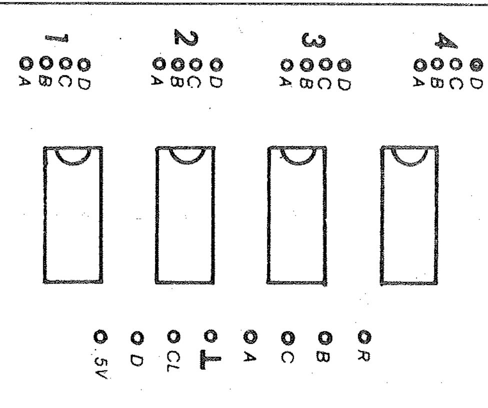

Rys. 5b Płytka dla rejestrów 74164 (od elementów)



Rys. 5b Płytka dla rejestrów 74195 (od elementów)




Rys. 5c Płytka dla rejestrów 74164 (rozmieszczenie)




Rys. 5c Płytka dla rejestrów 74195 (rozmieszczenie)

Rys.7a Płytka kodera (druk)

Rys.7b Płytka kodera (elementy)

wyjściu wyzwala uniwibrator na czas $t_0$ określony wartościami R, C. Dopiero narastające zbocze kończące ten impuls wykorzystywane jest do przesuwania zawartości rejestrów. Zastosowanie uniwibratora ma jeszcze tę zaletę, że eliminuje ewentualny wpływ drgań zestyków klawiatury, które doprowadzone do wejść zegarowych potraktowane byłyby jako ciąg impulsów. Na rys.4 przedstawiono przykładowy cykl pracy. Stan niski na wejściu R zeruje rejestry po czym kolejno wprowadzane są cyfry 5,6,9,2. Każdy impuls zegarowy (wyj.GS') wpisuje do rejestrów aktualny stan panujący na ich wejściach szeregowych z jednoczesnym przesunięciem stanu poprzedniego o jedną pozycję. Dla uproszczenia na rys.4 zaznaczono jedynie wyjścia A, B, C, D dla pierwszej cyfry (por.rys.1).

Pamięci wykonane są na płytkach dwustronnych przystosowanych do montażu za pomocą złącz MG8, co oczywiście nie wykluczy możliwości połączenia tradycyjnego - przewodami. Na płytce wg rys.5 wyprowadzone są wyjścia tylko dla 6 z 8 możliwych cyfr (por.rys.1a), ponieważ model wykonany był do programowania płytki liczników zawierających 6 układów 74192. Płytki pamięci i liczników usytuowane są względem siebie równolegle (drukiem do druku), a połączenia między nimi wykonane krótkimi odcinkami drutu.

Janusz Górski

*Literatura:*


1. J.Leszczyński: *Cyfrowy odczyt częstotliwości w urządzeniach KF i UKF.*
2. *Radioelektronik nr 10/83*
3. P.Misiurewicz, M.Grzybek: *Półprzewodnikowe układy logiczne TTL. WNT W-wa 1982*
4. J.Pieńkoś, J.Turczyński: *Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKiŁ W-wa 1980*


# Generator 50Hz

Na rynku oraz w wielu domach spotyka się zegary i wyłączniki czasowe, w których impulsy wyjściowe są o częstotliwości sieciowej 50Hz. Zegarki te charakteryzują się małą dokładnością. Błąd może osiągać do 15 minut w ciągu doby. Rozwiązanie tego problemu może sprowadzić się do zamontowania stabilnego R-C generatora 50Hz. Przez wstawienie prostego układu kwarcowego R-C generator może dokładnie synchronizować 50Hz. Na rysunku podany jest schemat prostego stabilnego generatora

c.d. na str. 18

c.d. ze str. 17

Rys. 1 Schemat R-C generatora 50 Hz

50Hz. Układ ten tworzy z obwodem C5, R5 i pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego generator impulsów prostokątnych o częstotliwości 50Hz. Osiąga on stabilizację częstotliwości około $10^{-3}$. Kondensator C5 jest ciągle ładowany dodatnim i ujemnym napięciem i na dzielniku przy nieodwracającym wejściu układu scalonego US2 wytwarzane jest napięcie modulowane. Częstotliwość jest tak stabilna, ponieważ napięcie wyjściowe układu jest także napięciem ładowania kondensatora C5, a tym samym uzyskiwane jest także napięcie modulowane. Bramka US1 (U114) używana jest w zegarach z silnikiem krokowym; wyjścia zmieniają co 1s odległość jej logicznych poziomów. Przy każdej zmianie członów różniczkujących C3, R1 i C4, R2 tranzystory p-n-p i n-p-n każdorazowo krótkotrwale przewodzą. Steruje to chwilową polaryzacją ładunku kondensatora, który rozładowując się synchronizuje generator. Po każdym 50-tym takcie generator jest niejako cofnięty z powrotem. Synchronizacja funkcjonuje tylko w czasie 1/4 okresu, a więc generator musi być stabilny w 20ms/4 w odniesieniu do 1s. Odpowiada to dokładności 0,5%. Generator i synchronizator muszą być całkowicie proporcjonalne i tak np. generator może ustawić częstotliwość 51Hz i synchronizacja występuje. Przy stabilizacji R-C generatora ze wzrostem częstotliwości generatora równocześnie zwiększają się wymiary. Ta proporcjonalność jest od góry praktycznie ograniczona. Wyrównanie następuje, gdy przerwie się połączenie tranzystorów i kondensatora C5, albo bazy i emitery zewrze się, a następnie częstotliwość generatora 50Hz nastawi się rezystorem R6.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

*Literatura:*

*FUNKAMATEUR 8/89*

# Warunki prenumeraty na I kwartał 1992r.

1. Przyjęcie - wyłącznie na podstawie dokonanej wpłaty na blankietach wydrukowanych w "NE" lub na blankietach bankowych.

2. Dane na blankiecie - dokładny i wyraźnie napisany adres zamawiającego

3.Termin przyjmowania prenumerat - do 10 XII 1991r. na I kwartał 1992 roku.

4.Wpłaty - zgodnie z podaną ceną na blankiecie. Wpłaty należy dokonywać w PKO, placówkach pocztowych lub bankach na konto podane na blankiecie.

5. Cena prenumeraty - za I kwartał 1992 roku 24.000zł. Wynika ona ze wzrostu ceny za jeden egzemplarz "NE" od 1992 roku do 8.000zł. Wzrost ceny spowodowany będzie zwiększeniem objętości "NE".

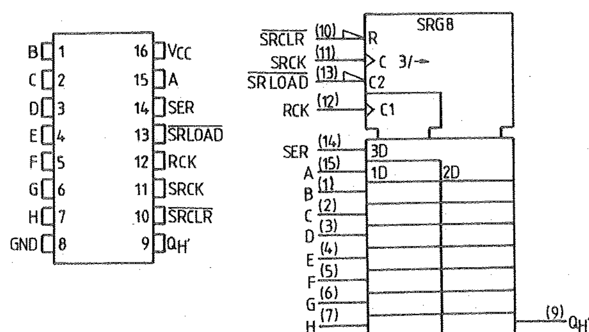
6. Inne informacje pod numerem telefonu 415-11 w Elblągu

| | | |
|---|---|---|
| Na wszystkich częściach blankietu należy wypisać czytelnie atramentem, długopisem lub pismem maszynowym jednakowo imię i nazwisko wpłacającego i jego dokładny adres.<br><br>Symbol planu kasowego.......................... | **Opłata za prenumeratę NOWEGO ELEKTRONIKA na I kwartał 1992 roku** | Za skutki wynikłe z mylnego wypełnienia blankietu ponosi wyłącznie odpowiedzialność wpłacający. |

# KATALOG cz. 14

**Wykaz oznaczeń:**

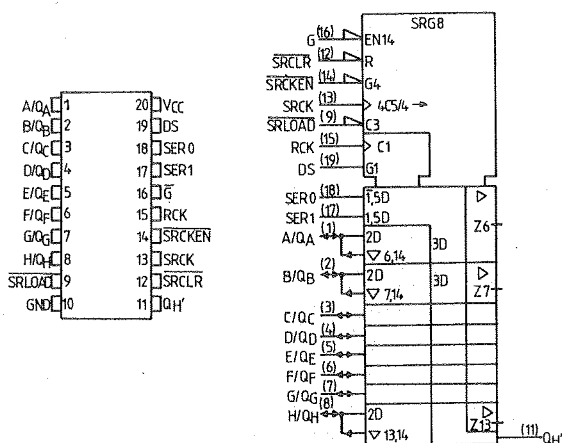
$V_{CC}$ - znamionowe napięcie zasilania
$I_I$ - prąd wejściowy
$f_{max}$ - maksymalna częstotliwość
$t_{PLH}$ - czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z niskiego na wysoki
$t_{PHL}$ - czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z wysokiego na niski
$t_{PZL}$ - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan niski
$t_{PZH}$ - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan wysoki
$t_{PLZ}$ - czas propagacji przy zmianie stanu niskiego na stan wysokiej impedancji
$t_{PHZ}$ - czas propagacji przy zmianie stanu wysokiego na stan wysokiej impedancji
L - stan niski "0"
H - stan wysoki "1"
X - stan dowolny "0" lub "1"
Z - stan wysokiej impedancji




## SN 74LS597

Ośmiobitowy rejestr przesuwający z wejściami równoległymi (zatrzask) i wyjściem szeregowym.

| | WEJ. | WYJ. | LS597 | JED. |
|---|---|---|---|---|
| $V_{CC}$ | | | 5 | V. |
| $I_I$ | | | 0.1 | mA |
| $f_{max}$ | SRCK | | 35 | MHz |
| $t_{PLH}$ | SRCK | QH' | 15 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 20 | ns |
| $t_{PLH}$ | $\overline{\text{SRLOAD}}$↓ | QH' | 38 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 29 | ns |
| $t_{PHL}$ | $\overline{\text{SRCLR}}$↓ | QH | 24 | ns |
| $t_{PLH}$ | RCK↑ | QH | 41 | ns |
| $t_{PHL}$ | " | | 32 | ns |

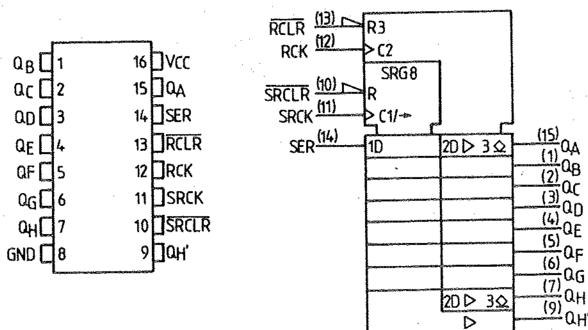



## SN 74LS598

Ośmiobitowy rejestr przesuwający z wejściami równoległymi (zatrzask) i wyjściem szeregowym.

| | WEJ. | WYJ | LS598 | JED. |
|---|---|---|---|---|
| $V_{CC}$ | | | 5 | V |
| $I_I$ | | | 0.1 | mA |
| $f_{max}$ | SRCK | | 35 | MHz |
| $t_{PLH}$ | SRCK | QH' | 11 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 15 | ns |
| $t_{PLH}$ | $\overline{\text{SRLOAD}}$↓ | QH' | 28 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 20 | ns |
| $t_{PHL}$ | $\overline{\text{SRCLR}}$↓ | QH | 18 | ns |
| $t_{PLH}$ | RCK↑ | QH | 32 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 24 | ns |
| $t_{PLH}$ | SRCK↑ | Q | 12 | ns |

| | WEJ. | WYJ | LS598 | JED. |
|---|---|---|---|---|
| $t_{PHL}$ | SRCK↑ | Q | 19 | ns |
| $t_{PLH}$ | $\overline{\text{SRLOAD}}$↓ | Q | 32 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 27 | ns |
| $t_{PHL}$ | $\overline{\text{SRCLR}}$↓ | Q | 25 | ns |
| $t_{PZH}$ | $\overline{\text{G}}$↓ | Q | 26 | ns |
| $t_{PZL}$ | | | 29 | ns |
| $t_{PHZ}$ | $\overline{\text{G}}$↑ | Q | 25 | ns |
| $t_{PLZ}$ | | | 20 | ns |




## SN 74LS599

Ośmiobitowy rejestr przesuwający z wej. szeregowym i równoległymi wyjściami (zatrzask)

| | WEJ. | WYJ. | LS599 | JED. |
|---|---|---|---|---|
| $V_{CC}$ | | | 5 | V |
| $I_I$ | | | 0.1 | mA |
| $t_{PLH}$ | SRCK↑ | QH' | 12 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 17 | ns |
| $t_{PLH}$ | RCK↑ | QA-QH | 28 | ns |
| $t_{PHL}$ | | | 24 | ns |
| $t_{PHL}$ | SRCLR↓ | QH' | 24 | ns |
| $t_{PHL}$ | RCLR↓ | QA-QH | 40 | ns |